

MIMO CDMA 系统中一种新的循环空时分组编译码方法

傅洪亮^{①②} 鄢广增^①

^①(南京邮电学院通信工程系 南京 210003)

^②(河南工业大学信息科学与工程学院 郑州 450052)

摘要: 该文提出了 MIMO CDMA 系统中一种新的空时分组编译码方法,称为循环空时分组码(Cyclic Space-Time Block Code, C-STBC),它是将输入信息进行分组循环编码,然后对循环编码后的码字通过不同的天线分别采用不同的扩频码扩频后发射出去。这种 CDMA 系统下的循环空时分组码对任意的发射天线数都能达到满编码速率和满分集度,且其译码与传统的空时分组码一样简单。仿真结果验证了这种循环空时分组码优于传统的空时分组码。

关键词: MIMO; CDMA; 空时分组码; 循环空时分组码

中图分类号: TN914.53

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)11-2609-03

A Novel Cyclic STBC Encoding and Decoding Scheme In MIMO CDMA System

Fu Hong-liang^{①②} Feng Guang-zeng^①

^①(Nanjing University of The Posts And Telecommunications, Nanjing 210003, China)

^②(Henan University of Technology, Zhengzhou 450052, China)

Abstract: A novel space-time block encoding and decoding method in MIMO CDMA system is proposed in this paper. It is called Cyclic Space-Time Block Code (C-STBC). The input data stream is circularly encoded in block, and then the encoded data streams are transmitted through different antenna by multiplying different spread code respectively. The proposed C-STBC scheme in CDMA system can achieve full coding rate and full diversity gain but the decoding method is simple as the conventional STBC. Simulation results show that the proposed C-STBC is superior to the conventional STBC.

Key words: MIMO; CDMA; STBC; Cyclic Space-Time Block Code (C-STBC)

1 引言

基于多输入多输出(MIMO)的空时编码(STC)技术能够有效地对抗多径衰落、提高传输速率,是目前研究的热点^[1]。空时编码分为空时格码(STTC)^[2]和空时分组码(STBC)^[3]两种,空时格码能够获得最大的分集增益和编码增益,但是,当发射天线数固定时,其译码复杂度随着传输速率成指数增长;空时分组码的编译码相对比较简单,但当发射天线数大于 2 时,很难同时达到满分集度和满编码率^[4]。

将空时分组码与 CDMA 相结合,能够有效地提高 CDMA 系统的性能^[5-7]。为了克服发射天线数大于 2 时空时分组码编码效率不高的缺点,本文提出了 MIMO CDMA 系统中一种新的空时分组编译码方法,称为循环空时分组码(Circular Space-Time Block Code, C-STBC),它是将输入信息进行分组循环编码为 $M \times M$ 维码阵(M 为发射天线数),然后对循环编码后的码字通过不同的天线分别采用不同的

扩频码扩频后发射出去。这种 CDMA 系统下的循环空时分组码对任意的发射天线数都能达到满编码速率和满分集度;由于循环空时分组编码,并且在不同的发射天线采用不同的扩频码,使得等效的广义信道矩阵具有正交性,因此其译码与传统的空时分组码一样简单,接收端对接收信号解扩后仅需作一些简单的线性运算,即可译出码字。仿真结果验证了这种循环空时分组码优于传统的空时分组码。

本文上标 H 代表共轭转置, T 代表转置, * 代表共轭,大写黑体字母表示矩阵,小写黑体字母表示向量。

2 C-STBC 编译码方法

考虑具有 M 根发射天线、 N 根接收天线的 MIMO CDMA 系统,输入比特信息首先被分组,每组含有 M 个比特信息($\mathbf{b}_M = [b_1, b_2, \dots, b_m, \dots, b_M]$),将这 M 个比特信息循环编码为 $M \times M$ 维码阵 \mathbf{B}_M (行数代表天线数;列数代表每根天线发送的码数,也就是时隙数),具体编码方法是: \mathbf{B}_M 的第 m 行是将 \mathbf{b}_M 向左循环移 $m-1$ 位得到的比特信息。为了便于说明,本文以 $M=4$ 为例说明循环空时分组码的编译码方法。 $\mathbf{b}_4 = [b_1, b_2, b_3, b_4]$, 循环编码矩阵 \mathbf{B}_4 为

2006-04-14 收到, 2007-05-24 改回

国家自然科学基金(60472104),江苏省博士创新基金(xm04-32)和江苏省教育厅自然科学研究项目(04KJB510094)资助课题

$$\mathbf{B}_4 = \begin{bmatrix} b_1 & b_2 & b_3 & b_4 \\ b_2 & b_3 & b_4 & b_1 \\ b_3 & b_4 & b_1 & b_2 \\ b_4 & b_1 & b_2 & b_3 \end{bmatrix} \quad (1)$$

可以看出, 循环编码矩阵是个对称矩阵, 即 $\mathbf{B}_M = \mathbf{B}_M^T$ 。循环编码后, \mathbf{B}_M 的 M 行信息对应于 M 根发射天线分别采用 M 个不同的扩频码扩频后分别在 M 个时隙内发射出去。即扩频后的循环编码矩阵为

$$\mathbf{T}_4 = \begin{bmatrix} b_1 \mathbf{c}_1 & b_2 \mathbf{c}_1 & b_3 \mathbf{c}_1 & b_4 \mathbf{c}_1 \\ b_2 \mathbf{c}_2 & b_3 \mathbf{c}_2 & b_4 \mathbf{c}_2 & b_1 \mathbf{c}_2 \\ b_3 \mathbf{c}_3 & b_4 \mathbf{c}_3 & b_1 \mathbf{c}_3 & b_2 \mathbf{c}_3 \\ b_4 \mathbf{c}_4 & b_1 \mathbf{c}_4 & b_2 \mathbf{c}_4 & b_3 \mathbf{c}_4 \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中 $\mathbf{c}_m = 1/\sqrt{Q}[c_{m,1}, c_{m,2}, \dots, c_{m,q}, \dots, c_{m,Q}]$ 表示第 m 根天线上的扩频码, $c_{m,q} = \pm 1$, Q 是扩频增益。假设各发射天线相距足够远, 即各发射天线到接收天线间的信道独立, 且假设信道为平坦衰落信道。设 $\mathbf{h}_{M,n} = [h_{1,n}, h_{2,n}, \dots, h_{m,n}, \dots, h_{M,n}]^T$ 为 M 根发射天线到第 n 根接收天线的信道参数向量, 其中 $h_{m,n}$ 表示第 m 根发射天线到第 n 根接收天线间的信道参数, 则第 n 根接收天线上的 M 个时隙内的接收信号可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_n &= \mathbf{h}_{4,n}^T \mathbf{T}_4 + \boldsymbol{\xi}_n = \begin{bmatrix} h_{1,n} b_1 \mathbf{c}_1^T + h_{2,n} b_2 \mathbf{c}_2^T + h_{3,n} b_3 \mathbf{c}_3^T + h_{4,n} b_4 \mathbf{c}_4^T \\ h_{1,n} b_2 \mathbf{c}_1^T + h_{2,n} b_3 \mathbf{c}_2^T + h_{3,n} b_4 \mathbf{c}_3^T + h_{4,n} b_1 \mathbf{c}_4^T \\ h_{1,n} b_3 \mathbf{c}_1^T + h_{2,n} b_4 \mathbf{c}_2^T + h_{3,n} b_1 \mathbf{c}_3^T + h_{4,n} b_2 \mathbf{c}_4^T \\ h_{1,n} b_4 \mathbf{c}_1^T + h_{2,n} b_1 \mathbf{c}_2^T + h_{3,n} b_2 \mathbf{c}_3^T + h_{4,n} b_3 \mathbf{c}_4^T \end{bmatrix} \\ &+ \boldsymbol{\xi}_n = [\mathbf{r}_{n,1}, \mathbf{r}_{n,2}, \mathbf{r}_{n,3}, \mathbf{r}_{n,4}] + \boldsymbol{\xi}_n \end{aligned} \quad (3)$$

其中 $\boldsymbol{\xi}_n$ 是方差为 $\sigma^2 \mathbf{I}$ 的高斯白噪声向量, $\mathbf{r}_{n,m}$ 代表 $\mathbf{r}_{n,1}, \mathbf{r}_{n,2}, \mathbf{r}_{n,3}, \mathbf{r}_{n,4}$ 中之一, 表示第 n 根接收天线第 m 个时隙的接收信号。

$$\mathbf{r}_{n,1} = h_{1,n} b_1 \mathbf{c}_1 + h_{2,n} b_2 \mathbf{c}_2 + h_{3,n} b_3 \mathbf{c}_3 + h_{4,n} b_4 \mathbf{c}_4 \quad (4)$$

$$\mathbf{r}_{n,2} = h_{1,n} b_2 \mathbf{c}_1 + h_{2,n} b_3 \mathbf{c}_2 + h_{3,n} b_4 \mathbf{c}_3 + h_{4,n} b_1 \mathbf{c}_4 \quad (5)$$

$$\mathbf{r}_{n,3} = h_{1,n} b_3 \mathbf{c}_1 + h_{2,n} b_4 \mathbf{c}_2 + h_{3,n} b_1 \mathbf{c}_3 + h_{4,n} b_2 \mathbf{c}_4 \quad (6)$$

$$\mathbf{r}_{n,4} = h_{1,n} b_4 \mathbf{c}_1 + h_{2,n} b_1 \mathbf{c}_2 + h_{3,n} b_2 \mathbf{c}_3 + h_{4,n} b_3 \mathbf{c}_4 \quad (7)$$

对每个时隙的接收信号 $\mathbf{r}_{n,m}$ 分别用 $\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2, \mathbf{c}_3, \mathbf{c}_4$ 进行解扩。这样, M 个时隙的解扩信号可组成一个矩阵 $\mathbf{R}_{n,d}$

$$\mathbf{R}_{n,d} = \begin{bmatrix} h_{1,n} b_1 & h_{1,n} b_2 & h_{1,n} b_3 & h_{1,n} b_4 \\ h_{2,n} b_2 & h_{2,n} b_3 & h_{2,n} b_4 & h_{2,n} b_1 \\ h_{3,n} b_3 & h_{3,n} b_4 & h_{3,n} b_1 & h_{3,n} b_2 \\ h_{4,n} b_4 & h_{4,n} b_1 & h_{4,n} b_2 & h_{4,n} b_3 \end{bmatrix} + \boldsymbol{\psi}_n \quad (8)$$

其中 $\mathbf{R}_{n,d}$ 中每一列的元素分别是用 $\mathbf{r}_{n,m}$ 与 $\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2, \mathbf{c}_3, \mathbf{c}_4$ 进行解扩的结果, $\boldsymbol{\psi}_n$ 是 $M \times M$ 维高斯白噪声矩阵。与编码时正好相反, 分别将解扩后的信息矩阵 $\mathbf{R}_{n,d}$ 的第 m 行向右循环移 $m-1$ 位, 这样又得到一个矩阵 $\mathbf{D}_{n,d}$

$$\mathbf{D}_{n,d} = \begin{bmatrix} h_{1,n} b_1 & h_{1,n} b_2 & h_{1,n} b_3 & h_{1,n} b_4 \\ h_{2,n} b_1 & h_{2,n} b_2 & h_{2,n} b_3 & h_{2,n} b_4 \\ h_{3,n} b_1 & h_{3,n} b_2 & h_{3,n} b_3 & h_{3,n} b_4 \\ h_{4,n} b_1 & h_{4,n} b_2 & h_{4,n} b_3 & h_{4,n} b_4 \end{bmatrix} + \boldsymbol{\psi}'_n \quad (9)$$

其中 $\boldsymbol{\psi}'_n$ 是 $\boldsymbol{\psi}_n$ 的循环移位矩阵。假设信道参数向量 $\mathbf{h}_{M,n} = [h_{1,n}, h_{2,n}, \dots, h_{m,n}, \dots, h_{M,n}]^T$ 已估计出, 则原发射信息可从下式得出

$$\hat{\mathbf{b}}'_4 = \mathbf{h}_{4,n}^H \mathbf{D}_{n,d} = \sum_{m=1}^M |h_{m,n}|^2 [b_1, b_2, b_3, b_4] + \mathbf{h}_{4,n}^H \boldsymbol{\psi}'_n \quad (10)$$

对于 N 根接收天线, 则

$$\hat{\mathbf{b}}_4 = \sum_{n=1}^N \mathbf{h}_{4,n}^H \mathbf{D}_{n,d} = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M |h_{m,n}|^2 [b_1, b_2, b_3, b_4] + \sum_{n=1}^N \mathbf{h}_{4,n}^H \boldsymbol{\psi}'_n \quad (11)$$

上述循环空时编译码方法适合于任意的 M 和 N 。从式(1)可以看出, 循环空时编码矩阵具有满分集度, 且编码效率为 1。

以上给出了本文提出的循环空时编译码的具体方法。从式(3)我们可以得出循环空时码的另一种表示方式。

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_n &= \mathbf{h}_{4,n}^T \mathbf{T}_4 + \boldsymbol{\xi}_n = \begin{bmatrix} h_{1,n} b_1 \mathbf{c}_1^T + h_{2,n} b_2 \mathbf{c}_2^T + h_{3,n} b_3 \mathbf{c}_3^T + h_{4,n} b_4 \mathbf{c}_4^T \\ h_{1,n} b_2 \mathbf{c}_1^T + h_{2,n} b_3 \mathbf{c}_2^T + h_{3,n} b_4 \mathbf{c}_3^T + h_{4,n} b_1 \mathbf{c}_4^T \\ h_{1,n} b_3 \mathbf{c}_1^T + h_{2,n} b_4 \mathbf{c}_2^T + h_{3,n} b_1 \mathbf{c}_3^T + h_{4,n} b_2 \mathbf{c}_4^T \\ h_{1,n} b_4 \mathbf{c}_1^T + h_{2,n} b_1 \mathbf{c}_2^T + h_{3,n} b_2 \mathbf{c}_3^T + h_{4,n} b_3 \mathbf{c}_4^T \end{bmatrix} \\ &+ \boldsymbol{\xi}_n = [b_1, b_2, b_3, b_4] \begin{bmatrix} h_{1,n} \mathbf{c}_1 & h_{4,n} \mathbf{c}_4 & h_{3,n} \mathbf{c}_3 & h_{2,n} \mathbf{c}_2 \\ h_{2,n} \mathbf{c}_2 & h_{1,n} \mathbf{c}_1 & h_{4,n} \mathbf{c}_4 & h_{3,n} \mathbf{c}_3 \\ h_{3,n} \mathbf{c}_3 & h_{2,n} \mathbf{c}_2 & h_{1,n} \mathbf{c}_1 & h_{4,n} \mathbf{c}_4 \\ h_{4,n} \mathbf{c}_4 & h_{3,n} \mathbf{c}_3 & h_{2,n} \mathbf{c}_2 & h_{1,n} \mathbf{c}_1 \end{bmatrix} + \boldsymbol{\xi}_n \\ &= \mathbf{b}_4 \mathbf{F}_{4,n}^H + \boldsymbol{\xi}_n \end{aligned} \quad (12)$$

其中

$$\mathbf{F}_{4,n} = \begin{bmatrix} h_{1,n}^* \mathbf{c}_1^T & h_{2,n}^* \mathbf{c}_2^T & h_{3,n}^* \mathbf{c}_3^T & h_{4,n}^* \mathbf{c}_4^T \\ h_{4,n}^* \mathbf{c}_4^T & h_{1,n}^* \mathbf{c}_1^T & h_{2,n}^* \mathbf{c}_2^T & h_{3,n}^* \mathbf{c}_3^T \\ h_{3,n}^* \mathbf{c}_3^T & h_{4,n}^* \mathbf{c}_4^T & h_{1,n}^* \mathbf{c}_1^T & h_{2,n}^* \mathbf{c}_2^T \\ h_{2,n}^* \mathbf{c}_2^T & h_{3,n}^* \mathbf{c}_3^T & h_{4,n}^* \mathbf{c}_4^T & h_{1,n}^* \mathbf{c}_1^T \end{bmatrix} \quad (13)$$

由于循环空时分组编码, 并且在不同的发射天线采用不同的扩频码, 这等于对所传输的信道赋予了正交特性, 即等效的广义信道矩阵 $\mathbf{F}_{4,n}$ 是正交矩阵, 即

$$\mathbf{F}_{4,n}^H \mathbf{F}_{4,n} = \sum_{m=1}^M |h_{m,n}|^2 \mathbf{I} \quad (14)$$

所以

$$\hat{\mathbf{b}}'_4 = \mathbf{R}_n \mathbf{F}_{4,n} = \sum_{m=1}^M |h_{m,n}|^2 [b_1, b_2, b_3, b_4] + \boldsymbol{\xi}_n \mathbf{F}_{4,n} \quad (15)$$

在多用户情况时, 第 n 根接收天线上的信号可表示为

$$\mathbf{R}^n = \sum_{k=1}^K \mathbf{R}_{k,n} \quad (16)$$

其中 K 为用户数, $\mathbf{R}_{k,n}$ 表示第 k 个用户在第 n 根接收天线

上的接收信号, 其形式与式(3)一样, 只是每个用户分别占用 M 个扩频码, 其译码与上述译码方法一样。

3 计算机仿真

为了验证这种循环空时分组码的特性, 本文将其与传统的空时分组码在相同条件下进行仿真比较(传统的空时分组码也采用扩频码扩频)。考虑 $M=2, N=1; M=2, N=2; M=4, N=1; M=4, N=2$ 时 4 种情况下 MIMO CDMA 系统的上行链路, 信源为 2PSK 信号, 扩频码采用 Golden 序列, 扩频增益 $Q=31$ 。用户数 $K=2, 4, 8$, 多址干扰 MAI=10dB, 信道为瑞利衰落信道。

发射天线数 $M=2$ 和 $M=4$ 时, 传统的空时分组编码矩阵分别采用^[8]

$$B_2 = \begin{bmatrix} b_1 & -b_2^* \\ b_2 & b_1^* \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$B_4 = \begin{bmatrix} b_1 & -b_2 & -b_3 & -b_4 & b_1^* & -b_2^* & -b_3^* & -b_4^* \\ b_2 & b_1 & b_4 & -b_3 & b_2^* & b_1^* & b_4^* & -b_3^* \\ b_3 & -b_4 & b_1 & b_2 & b_3^* & -b_4^* & b_1^* & b_2^* \\ b_4 & b_3 & -b_2 & b_1 & b_4^* & b_3^* & -b_2^* & b_1^* \end{bmatrix} \quad (18)$$

由式 (18)可以看出, 当 $M=4$ 时, 其编码效率为 1/2。

表 1 给出了循环空时分组码与传统的空时分组码在 CDMA 系统下两个符号周期内发送信号的比较(2 根发射天线)。

表 1 STBC 与 C-STBC 比较

发射天线	符号周期			
	STBC		C-STBC	
	1	2	1	2
1	$b_1\mathbf{c}_1$	$-b_2^*\mathbf{c}_1$	$b_1\mathbf{c}_1$	$b_2\mathbf{c}_1$
2	$b_2\mathbf{c}_1$	$b_1^*\mathbf{c}_1$	$b_2\mathbf{c}_2$	$b_1\mathbf{c}_2$

仿真结果如图 1 和图 2 所示。图 1 和图 2 分别是当 $M=2$ 和 $M=4$ 时两种空时分组码的误码率比较, 从图中可以看出, 无论在两发、四发还是不同用户情况下, 本文提出的循环空时分组码都优于传统的空时分组码。

4 结束语

本文提出了 MIMO CDMA 系统中一种新的循环空时分组编译码方法, 它是将输入信息进行分组循环编码, 然后对循环编码后的信息通过不同的天线分别采用不同的扩频码扩频后发射出去。这种 CDMA 系统下的循环空时分组码对任意的发射天线数都能达到满编码速率和满分集度, 且其译码与传统的空时分组码一样简单。我们对这种循环空时分组码与传统的空时分组码在相同条件下进行了仿真比较, 仿真

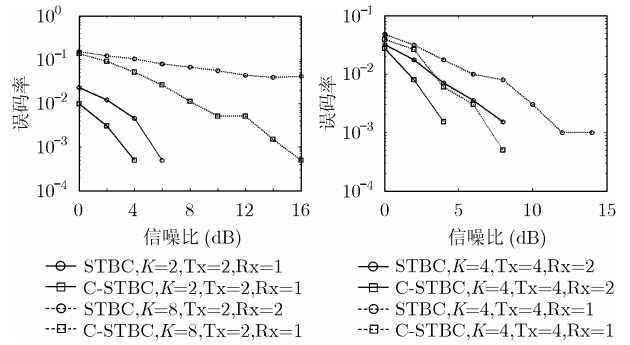


图 1 $M=2$ 两种空时分组码误码率比较

图 2 $M=4$ 时两种空时分组码误码率比较

结果表明本文提出的这种循环空时分组码优于传统的空时分组码。

参考文献

- [1] Yonghong Zeng, Lam W H, and Tung Sang Ng. Semiblind channel estimation and equalization for MIMO space-time coded OFDM. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2006, 53(2): 463-474.
- [2] Liu L and Jafarkhani H. Space-time trellis codes based on channel-phase feedback. *IEEE Transactions on Communications*, 2006, 54(12): 2186-2198.
- [3] Maaref A and Aissa S. Performance analysis of orthogonal space-time block codes in spatially correlated MIMO Nakagami fading channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2006, 5(4): 807-817.
- [4] Xu Changjiang, Xu Hongjun, and Kwak Kyung Sup. The application of space-time codes in CDMA systems. VTC 2001 Spring. IEEE VTS 53rd Vehicular Technology Conference, Rhode Island, Greece, 6-9 May 2001, vol.2:1415-1419.
- [5] Xiangbin Yu, Weiye Xu, Dazhuan Xu, and Guangguo Bi. Multiuser receiver scheme for a full-rate space-time block coded CDMA system. 2006 International Conference on Communications, Circuits and Systems Proceedings, 2006, 2: 948-952.
- [6] Chen H H and Yeh Y C. Capacity of space-time block-coded CDMA systems: comparison of unitary and complementary codes. *IEE Proceedings on Communications*, 2005, 152(2): 203-214.
- [7] Xiaoyu Hu and Yong Huat Chew. On the performance and capacity of an asynchronous space-time block-coded MC-CDMA system in the presence of carrier frequency offset. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2004, 53(5): 1327-1340.
- [8] 王文博, 郑佩. 宽带无线通信—OFDM 技术. 北京. 人民邮电出版社, 2003: 184-188.

傅洪亮: 男, 1965 年生, 博士生, 副教授, 主要研究方向为移动通信和通信信号处理。

酆广增: 男, 1943 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向是移动通信和通信信号处理。